

P/2635-48 #2

BEST AVAILABLE COPY

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

1c808 U.S. PTO
09/604930
06/28/00

紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
事項と同一であることを証明する。

is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
his Office.

願 年 月 日
of Application:

1999年 6月29日

願 番 号
cation Number:

平成11年特許願第184099号

願 人
ant (s):

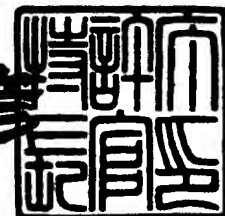
日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2000年 4月21日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

近藤 隆彦



出証番号 出証特2000-3030136

【書類名】 特許願

【整理番号】 68501738

【提出日】 平成11年 6月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/707

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内

 【氏名】 小野 茂

【特許出願人】

 【識別番号】 000004237

 【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100065385

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 山下 穰平

 【電話番号】 03-3431-1831

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 010700

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9001713

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 自動周波数制御方法と自動周波数制御方式とCDMA受信機

【特許請求の範囲】

【請求項1】 パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもとで拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するスペクトル拡散を用いた符号分割多重アクセス方式における復調用の自動周波数制御方法において、

前記パイロットシンボルを前記パイロットシンボルの情報変調成分をキャンセルした複素ベクトル表現に変換した後、予め定められたシンボル区間に渡って前記複素ベクトル表現の前記パイロットシンボルを少なくとも2通りの同相加算レートにて同相加算し、前記同相加算された複数の前記複素ベクトル表現間の共役複素乗算結果に基づいて周波数オフセットを推定することを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項2】 請求項1に記載された自動周波数制御方法において、さらに、前記周波数オフセットの推定により得られた周波数推定値に従って水晶発振器の発振周波数を制御し、当該発振周波数に基いて受信周波数信号を中間周波数信号に変換し、前記発振周波数に基いて前記中間周波数信号を直交復調することを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項3】 請求項1又は2に記載された自動周波数制御方法において、さらに、前記直交復調されて同相軸と直交軸のベースバンド信号を得て、それぞれA/D変換部でデジタル信号に変換され、それぞれ逆拡散部で逆拡散され、それぞれパイロットシンボルとデータシンボルとに分離され、それぞれ前記パイロットシンボルを前記パイロットシンボルの情報変調成分をキャンセルした複素ベクトル表現に変換することを特徴とする自動周波数制御方法。

【請求項4】 パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもとで拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するスペクトル拡散を用いた符号分割多重アクセス方式における自動周波数制御方式において、

受信信号を同相軸と直交軸のベースバンド信号に変換する直交復調部と、前記

同相軸と直交軸のベースバンド信号をそれぞれ逆拡散する逆拡散部と、それぞれ前記パイロットシンボルと前記データシンボルに分離するパイロットシンボル区間検出部と、それぞれ前記パイロットシンボルを前記パイロットシンボルの情報変調成分をキャンセルした複素ベクトル表現に変換する逆変調部と、予め定められたシンボル区間に渡って前記複素ベクトル表現を少なくとも2通りに同相加算する同相加算手段と、前記同相加算された複数の前記複素ベクトル表現間の共役複素乗算を基に周波数オフセットを推定する推定手段とを有することを特徴とする自動周波数制御方式。

【請求項5】 請求項4に記載された自動周波数制御方式において、前記少なくとも2通りに同相加算する同相加算手段は、前記逆変調部からの複素ベクトル信号を少なくとも2シンボル以上の区間のシンボルを格納するバッファメモリと、前記バッファメモリの出力を同相加算する同相加算器とからなり、前記周波数オフセットを推定する推定手段は、前記同相加算器の前記同相軸と直交軸のベースバンド信号に対応する出力を加算する複素加算器と、この加算結果を第2のバッファメモリに格納して前記第2のバッファメモリの出力の共役複素乗算する共役複素乗算器と、前記共役複素乗算器の出力を平均化して角度成分に変換し、前記角度成分を周波数成分に変換する角度・周波数変換器とを有し、周波数オフセットを推定することを特徴とする自動周波数制御方式。

【請求項6】 請求項4又は5に記載された自動周波数制御方式において、さらに、前記周波数オフセットの推定により得られた周波数推定値に従って水晶発振器の発振周波数を制御する制御手段と、当該発振周波数に基いて受信周波数信号を中間周波数信号に変換する変換手段とを有し、前記発振周波数に基いて前記中間周波数信号を直交復調することを特徴とする自動周波数制御方式。

【請求項7】 パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもとで拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するスペクトル拡散を用いた符号分割多重アクセス方式におけるCDMA受信機において、

受信周波数信号を中間周波数信号に変換するミキサーと、当該ミキサーに局部発振信号を供給する第1の局所周波数発生部と、前記中間周波数信号から第2の

局所周波数発生部からの第 2 局所周波数により直交復調する直交復調器と、前記直交復調器により得られた同相軸と直光軸のベースバンド信号をそれぞれアナログ／デジタル信号に変換して逆拡散する逆拡散部と、該逆拡散部からの逆拡散信号から前記パイロットシンボルと前記データシンボルとに分離し、前記パイロットシンボルを前記パイロットシンボルの情報変調成分をキャンセルした複素ベクトル表現に変換するパイロットシンボル逆変調部と、予め定められたシンボル区間に渡って前記複素ベクトル表現を少なくとも 2 通りに同相加算する逆変調パイロットシンボル同相加算器と、前記同相加算された複数の前記複素ベクトル表現間の共役複素乗算を基に周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定部と、前記周波数オフセットに基いて基準局所周波数を発生し前記第 1 及び第 2 の局所周波数発生部に前記基準局所周波数に供給する基準局所周波数発生器と、を備えたことを特徴とする CDMA 受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明はスペクトル拡散を用いた符号分割多重アクセス方式（以下、CDMA 方式と呼ぶ）における周波数オフセット補正技術に関し、特にパイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットであって、一定チップレートのもと拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現する CDMA 方式における周波数オフセット補正技術を改良する自動周波数制御方式に関する。

【0002】

【従来の技術】

スペクトル拡散を用いた符号多重分割アクセス（CDMA）方式では、送信すべきデータシンボルをシンボルレートよりも高速な拡散コードで拡散する。多重化されるそれぞれのチャネルは、拡散コードが異なり、送信すべきデータレートによってシンボルレートが異なる。チップレートを変えずに可変シンボルレートを実現するために、1 シンボル当たりの拡散符号長（以下、拡散率と呼ぶ）が制御される。ここで、シンボルとは拡散前の情報変調の単位で、情報変調方式が Q

PSKの場合、同相成分1ビットと直交成分1ビットで1シンボルを形成する。即ち、この場合、シンボルは複素数で表現できる。

【0003】

スペクトル拡散された信号を高精度に受信するためには、同期検波を行う必要があるが、そのためには受信装置側で、RF信号をベースバンド信号にダウンコンバートするための局所周波数を、送信装置側のキャリア周波数に合わせる必要がある。受信側のダウンコンバート用局所周波数と送信装置側のキャリア周波数に精度上のずれ（周波数オフセット）があると、ベースバンド信号にその周波数オフセットが現れる。この周波数オフセットは、ベースバンド処理において、タイミングずれや逆拡散後のS/N劣化を生じさせ、受信特性を劣化させる。特に、CDMA方式では、1チップのずれがあると、受信信号を正しく逆拡散できないし、逆拡散後のS/Nが低下すると、対干渉耐性の劣化に繋がるため、高精度な自動周波数制御方式が望まれている。

【0004】

例えば、いわゆる国際移動通信方式として推奨されているIMT-2000による同期捕捉によれば、止まり木チャンネルのスクランブルコードを限定数にグループ分けし、迅速なセル捕捉のために、チャンネル上には周期の長いスクランブルコードが流されており、タイムスロット毎に短いサーチコードが挿入され、このサーチコードには直交ゴールド符号が使われ、一次と二次の2種類が用意されて、それらが並列送信されている。一次サーチコードはシステムで唯一であり、二次サーチコードは複数のコードが順次送信されており、移動機では、まず、固有な一次サーチコードを受信することにより、シンボル同期とスロット同期を確立する。この際、一次サーチコードとの同期を迅速に早期に確立し、止まり木チャンネルの同期を確立して、スクランブルコードによりグループ分けを通して高速なセル捕捉を可能とすることが求められている。

【0005】

図5に従来の自動周波数制御装置のブロック図を示す。但し、図5には受信機全体ではなく、自動周波数制御に関係する部分のみが示されている。また、ここでは、説明を簡単にするため逆拡散部を2つに限定して、構成についてのみ示し

ている。

【 0 0 0 6 】

まず、アンテナから受信された R F（高周波数）信号は、入力端子 1 0 0 を介して周波数変換 2 0 1 に入力される。周波数変換 2 0 1 は、第 1 局所周波数発生部 2 0 2 から送信装置側のキャリア周波数に I F（中間周波数）周波数だけオフセットを持たせた局所周波数を受け、R F 信号を I F 信号に変換する。変換された I F 信号は A G C 1 0 1 で予め定められた信号レベルに調整された後、直交復調器 2 1 0 に入力される。直交復調器 2 1 0 は、第 2 局所周波数発生部 2 0 3 から供給される I F 周波数を持つ局所周波数を受け、I F 信号を同相軸と直交軸のベースバンド信号に変換する。ここで、変調方式として Q P S K を仮定すると、直交復調された信号の同相成分と直交成分は、それぞれ独立に L P F 2 0 2 を通った後、A / D 1 0 3 でデジタル信号に変換される。

【 0 0 0 7 】

つぎに、変換されたデジタル信号は逆拡散部 2 2 0 及びパスサーチ 2 6 0 とに供給される。前記第 1 局所周波数発生部 2 0 2 及び第 2 局所周波数発生部 2 0 3 は、温度補償回路付き水晶発振器（T C X O）2 0 0 から供給される基本局所周波数から、それぞれ、送信装置側のキャリア周波数を I F 周波数だけシフトさせた第 1 の局所周波数と、I F 周波数に相当する第 2 の局所周波数を発生させる。

【 0 0 0 8 】

逆拡散部 2 2 0 では、パスサーチ 2 6 0 から供給される逆拡散タイミングと、制御部 3 0 0 から供給される当該チャネルの拡散コード、シンボルレート、パイロットシンボル区間の境界情報 3 0 1，3 0 2 を用いて、A / D 1 0 3 から供給される受信デジタル信号を逆拡散して、Q P S K のシンボルに変換する。

【 0 0 0 9 】

変換されたシンボルはそれぞれパイロットシンボル逆変調 2 3 0 に供給される。本従来例では、Q P S K レベルの送信フォーマットとして、図 6 に示すような、パイロットシンボルとデータシンボルが時間的に多重化されているものを想定する。

【 0 0 1 0 】

ここで、パイロットシンボルはスロットと呼ばれる一定間隔のスロット周期毎に、データシンボルに挿入された形になり、各スロットにおけるパイロットシンボル区間のパイロットシンボルパターンは可変である。更に、ここでは、チップレート一定のもと、拡散率を変えることで、シンボルレートの可変化を実現している。即ち、シンボルレート F_s が倍になると、シンボル周期が半分になるような送信フォーマットである。

【 0 0 1 1 】

尚、図 6 では、パイロットシンボル区間長はシンボルレートが変わっても変化しないように書かれているが、一般にこのような制限は必要ない。シンボルレートに応じてパイロットシンボル区間長を可変にしても良く、本発明に本質的に関係する規定ではない。

【 0 0 1 2 】

図 5 の制御部 3 0 0 は、当該受信デジタル信号の情報（拡散コード、シンボルレート、パイロットシンボル数或いはパイロットシンボル区間）や周波数オフセット推定に関するパラメータ（位相差平均加算数、角度・周波数オフセット変換ファクタ）及び TCXO の制御（周波数オフセットと TCXO 制御電圧の変換テーブル、周波数オフセット更新の有効・無効）を、制御信号 3 0 1 を介して各ブロックに供給する。すなわち、制御信号 3 0 1 は、当該受信チャンネル情報を逆拡散 2 2 0 と、パイロットシンボル逆変調 2 3 0 と、周波数オフセット推定 2 5 0 とへ供給する。一方、前記周波数オフセット推定に関するパラメータと TCXO 制御情報の一部（周波数オフセット変更の有効・無効）を周波数オフセット推定 2 5 0 へ供給する。制御信号 5 0 2 は、周波数オフセットと TCXO 制御電圧の変換テーブルを TCXO 2 7 0 へ供給する。

【 0 0 1 3 】

図 7 にパイロットシンボル逆変調 2 3 0 のブロック図の内容を示す。パイロット逆変調 2 3 0 では、逆拡散部 2 2 0 から供給される QPSK シンボルをパイロットシンボル区間検出 2 3 1 で、パイロットシンボルとデータシンボルとに分離して、パイロットシンボル部分をパイロットシンボル逆変調 2 3 3 へ出力する。パイロットシンボル区間の長さは、制御 3 0 1 から指定により判断される。デ-

タシンボルは本来同期検波されるが、詳細な説明は割愛する。

【0014】

パイロットシンボル逆変調 2 3 3 は、基準パイロットシンボル生成部 2 3 2 から当該スロットに対応するパイロットパターンを供給し、パイロットシンボル区間検出 2 3 1 から入力される受信パイロットシンボルの変調成分をキャンセルする。逆変調されたパイロットシンボルはシンボル単位で加算合成 2 4 0 に供給される。加算合成 2 4 0 には複素ベクトルの形で出力される。

【0015】

図 8 に逆変調のイメージを示す。図 8 (1) は入力した 4 シンボル分のパイロットシンボルの例を示し、図 8 (2) はパイロットシンボルの変調成分をキャンセルした（逆変調した）結果を示している。シンボルの変調成分をキャンセルすることにより、逆変調された点には伝搬路の変動や本発明が対象とする周波数オフセットの成分が現れることになる。基準パイロットシンボル生成部 2 3 2 から供給される逆変調に必要な当該スロット及び当該シンボルレートのパイロットシンボルパタンの設定は、制御 3 0 1 からの指定により行われる。

【0016】

加算合成器 2 4 0 は、2 つのパイロットシンボル逆変調 2 3 0 から供給されるシンボル毎の逆変調後、パイロットシンボルを複素加算器 2 5 1 で複素加算して、周波数オフセット推定器 2 5 0 へ出力する。加算合成器 2 4 0 の出力は複素ベクトルとして表現される。

【0017】

周波数オフセット推定器 2 5 0 では、1 シンボル遅延器 2 5 1 を使って加算合成器 2 4 0 から出力される複素ベクトル間の複素共役乗算を共役複素乗算器 2 5 2 で行い、隣接する複素ベクトル間の位相差ベクトルを求める。求まった位相差ベクトルは平均器 2 5 3 で制御部 2 5 9 から指定されるベクトル数分だけ平均される。

【0018】

尚、この平均器 2 5 3 での平均化操作は単純な加算平均でも、移動平均でも、リーク係数付きの平均でも良い。また、パスサーチ 2 6 0 において有効パスが検

出されなかった場合、平均操作が停止される。平均操作を行うか否か、どの種の平均操作を行うかの指定は制御部 2 5 9 から行う。

【 0 0 1 9 】

つぎに、平均器 2 5 3 で平均化された位相差ベクトルは角度変換器 2 5 4 で位相差ベクトル表現から角度表現に変換される。位相差ベクトル表現から角度表現への変換は、位相差ベクトルの虚数部と実数部とを用いてアークタンジェント変換 ($\text{arch tan (虚数部/実数部)}$) により実現される。変換された角度表現は、制御部 2 5 9 から指定される当該チャネルのシンボルレートを用いて、角度・周波数オフセット変換器 2 5 5 で周波数オフセット表現に変換される。変換された周波数オフセット表現は、TCXO 制御部 2 7 0 に出力される。尚、ここで、パスサーチ 2 6 0 において、有効パスが検出されなかった場合、周波数オフセット表現の TCXO 制御部 2 7 0 への出力は停止される。

【 0 0 2 0 】

つぎに、制御部 2 5 9 は、制御部 3 0 0 からの指定に応じて、平均ベクトル数や平均操作の可否の指定を平均器 2 5 3 に、シンボルレート情報及び周波数オフセット表現出力の可否の指定を角度・周波数オフセット変換器 2 5 5 に供給する。TCXO 制御部 2 7 0 は、周波数オフセット推定部 2 5 0 から供給される周波数オフセット値に応じて TCXO 2 0 0 に掛ける電圧を制御する機能を持つ。より具体的には、制御部 3 0 0 より指定されるテーブルを用いて、周波数オフセットに応じる TCXO 2 0 0 の制御電圧を求める。このとき、TCXO の制御電圧は周波数オフセットを補償する方向に選択される。TCXO 制御部 2 7 0 で求めた制御電圧はデジタル値であり、それは D/A 変換器 1 0 5 でアナログ値に変換された後、LPF 2 0 2 を介して TCXO 2 0 0 に供給される。

【 0 0 2 1 】

一方、パスサーチ 2 6 0 は A/D 変換器 1 0 3 から供給される受信信号からディレイプロファイルを求め、逆拡散部 2 2 0 で必要な逆拡散のタイミングを求める。ディレイプロファイルを求める区間及び平均区間の長さは、制御部 3 0 0 からの指定に応じて決定される。パスサーチ 2 6 0 では当該受信信号に何個の有効マルチパスが存在するかも判定し、その結果を制御部 3 0 0 に出力する。制御部

300では、有効パスがまったくない場合、周波数オフセット推定250での周波数オフセットの更新操作を停止させる。

【0022】

以上の従来技術の説明において、位相差ベクトルを求めるための構成、特に1シンボル遅延器251と共役複素乗算器252を用いる構成は、文献1としての特開平5-207088号公報や文献2としての特開平6-090219号公報（特許第2771757号）で示されている。文献2では、CDMA方式をベースに逆拡散後の1シンボル遅延間を用いる構成が取られている。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述の自動周波数制御装置における周波数オフセットを推定するためにシンボル間の位相差ベクトルを用いる従来方式では、図6に示すように、パイロットシンボル区間とデータシンボル区間とで1スロット周期とする送信フレームフォーマットでは、シンボルレートが高くなるにつれて、シンボル毎の S/N が悪くなり、周波数オフセットの推定精度が悪くなるという問題がある。

【0024】

即ち、図6に示すように、パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットであって、一定チップレートの下、拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するCDMA方式においては、シンボルレートが高くなると、拡散率が小さくなり、拡散による S/N 利得が小さくなる。このため、周波数オフセットを低い S/N 環境下で求めなければならず、推定精度が劣化するという問題がある。

【0025】

本発明の主な目的は、パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもと拡散率を可変にすることにより、可変送信シンボルレートを実現するCDMA方式において、パイロットシンボルを当該チャネルのシンボル周期より長い区間に渡って同相加算させることにより、周波數位相差を求めるための複素ベクトル内の S/N を向上させ、従来方式より高精度な周波数オフセットの推定が可能な自動周波数制御

方式を提供することである。

【0026】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明による自動周波数制御方法は、パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもとで拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するスペクトル拡散を用いた符号分割多重アクセス方式において、前記パイロットシンボルをパイロットシンボルの情報変調成分をキャンセルした複素ベクトル表現に変換した後、予め定められたシンボル区間に渡って前記複素ベクトル表現を少なくとも2通りに同相加算し、前記同相加算された複数の複素ベクトル表現間の共役複素乗算を基に周波数オフセットを推定することを特徴とする。

【0027】

また、本発明による自動周波数制御方法は、パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもとで拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するスペクトル拡散を用いた符号分割多重アクセス方式における自動周波数制御方法において、受信信号を直交復調部でI、Qベースバンド信号に変換し、前記I、Qベースバンド信号を逆拡散部でそれぞれ逆拡散して、それぞれパイロットシンボル区間検出部で前記パイロットシンボルと前記データシンボルに分離し、それぞれ前記パイロットシンボルを前記パイロットシンボルの情報変調成分を逆変調部でキャンセルした複素ベクトル表現に変換した後、予め定められたシンボル区間に渡って前記複素ベクトル表現を少なくとも2通りに同相加算し、前記同相加算された複数の前記複素ベクトル表現間の共役複素乗算を基に周波数オフセットを推定する構成を有することを特徴とする。

【0028】

また、本発明は、パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもとで拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するスペクトル拡散を用いた符号

分割多重アクセス方式におけるCDMA受信機において、受信周波数信号を中間周波数信号に変換するミキサーと、当該ミキサーに局部発振信号を供給する第1の局所周波数発生部と、前記中間周波数信号から第2の局所周波数発生部からの第2局所周波数により直交復調する直交復調器と、前記直交復調器により得られた同相軸と直光軸のベースバンド信号をそれぞれアナログ／デジタル信号に変換して逆拡散する逆拡散部と、該逆拡散部からの逆拡散信号から前記パイロットシンボルと前記データシンボルとに分離し、前記パイロットシンボルを前記パイロットシンボルの情報変調成分をキャンセルした複素ベクトル表現に変換するパイロットシンボル逆変調部と、予め定められたシンボル区間に渡って前記複素ベクトル表現を少なくとも2通りに同相加算する逆変調パイロットシンボル同相加算器と、前記同相加算された複数の前記複素ベクトル表現間の共役複素乗算を基に周波数オフセットを推定する周波数オフセット推定部と、前記周波数オフセットに基づいて基準局所周波数を発生し前記第1及び第2の局所周波数発生部に前記基準局所周波数に供給する基準局所周波数発生器とを備えたことを特徴とする。

【0029】

【発明の実施の形態】

本発明による実施形態について、図面を参照しつつ詳細に説明する。

【0030】

(1) 構成の説明

図1に本発明の一実施形態としての自動周波数制御装置が示されている。本実施形態は構成要素として、逆変調パイロットシンボル同相加算510と加算合成520と周波数オフセット推定530と制御部500を持つことを特徴として、それ以外は図5に示す従来方式と基本的に同じであり、図5にて説明した同一符号のブロックは同一機能・動作を有している。

【0031】

図1において、まず、アンテナから受信されたRF（高周波数）信号は入力端子100を介して周波数変換部201に入力される。ミキサーとしての周波数変換部201は、第1局所周波数発生器202から送信装置側のキャリア周波数にIF（中間周波数）周波数だけオフセットを持たせた局所周波数を受け、RF信

号を I F 信号に変換する。

【0032】

周波数変換部 201 で変換された I F 信号は A G C 101 で予め定められた信号レベルに調整された後、直交復調器 210 に入力される。直交復調器 210 は、第 2 局所周波数発生器 203 から供給される I F 周波数を持つ局所周波数を受け、I F 信号を同相軸 I と直交軸 Q のベースバンド信号に変換する。

【0033】

ここで、変調方式として Q P S K を仮定すると、直交復調された信号の同相成分 I と直交成分 I はそれぞれ独立に L P F 202 を通った後、それぞれ A / D 変換部 103 でそれぞれ同相軸 I と直交軸 Q のデジタル信号に変換される。

【0034】

A / D 変換部 103 で変換されたデジタル信号は逆拡散部 220 及びパスサーチ 260 とに供給される。前記第 1 局所周波数発生器 202 及び第 2 局所周波数発生器 203 は、T C X O 200 から供給される基本局所周波数から、それぞれ、送信装置側のキャリア周波数を I F 周波数だけシフトさせた第 1 の局所周波数と、I F 周波数に相当する第 2 の局所周波数を発生させる。

【0035】

逆拡散部 220 では、パスサーチ 260 から供給される逆拡散タイミングと、制御部 500 から供給される当該チャネルの拡散コード、シンボルレート、パイロットシンボル区間の境界情報を用いて、A / D 変換部 103 から供給される受信デジタル信号を逆拡散して、Q P S K のシンボルに変換する。変換されるシンボルはパイロットシンボル逆変調部 230 に供給される。本実施形態では、Q P S K レベルの送信フォーマットとして、図 6 に示すような、パイロットシンボルとデータシンボルが時間的に多重化されているものを想定する。

【0036】

ここで、パイロットシンボルはスロットと呼ばれる一定間隔毎に、データシンボルに挿入された形になり、スロット周期毎に送信される各スロットにおけるパイロットシンボル区間のパイロットシンボルパターンは可変である。更に、ここでは、チップレート一定のもと、拡散率を変えることで、シンボルレートの可変化

を実現しているため、シンボルレートが倍になると、拡散率が半分になる性質を有する。

【0037】

尚、図6では、パイロットシンボル区間長はシンボルレート F_s が変わっても変化しないように書かれているが、一般にこのような制限は必要ない。シンボルレート F_s に応じてパイロットシンボル区間長を可変にしてもよい。

【0038】

図1における制御部500は、当該受信デジタル信号の情報（拡散コード、シンボルレート、パイロットシンボル数あるいはパイロットシンボル区間）や、当該発明のパラメータ（同相加算シンボル数、位相差平均加算数、位相差計算用シンボル間隔数、角度・周波数オフセット変換ファクタ）、及びTCXOの制御（周波数オフセットとTCXO制御電圧の変換テーブル、周波数オフセット更新の有効・無効）を各ブロックに伝える信号を生成するブロックである。

【0039】

ここで、制御信号301は、当該受信デジタル信号の情報を逆拡散部220、パイロットシンボル逆変調部230、逆変調パイロットシンボル同相加算部510、周波数オフセット推定部530へ供給する。一方、制御信号304は、当該発明のパラメータを逆変調パイロットシンボル同相加算部510、周波数オフセット推定部530へ、TCXO制御情報の一部（周波数オフセット変更の有効・無効）を周波数オフセット推定部530へ供給する。制御信号502は、周波数オフセットとTCXO制御電圧の変換テーブルをTCXO270へ供給する。

【0040】

図2にパイロットシンボル逆変調部230と逆変調パイロットシンボル同相加算器510の内容を示す。パイロットシンボル逆変調部230では、逆拡散部220から供給されるQPSKシンボルをパイロットシンボル区間検出部231で、パイロットシンボルとデータシンボルとに分離して、パイロットシンボル部分をパイロットシンボル逆変調器233へ出力する。パイロットシンボル区間の長さは、制御部500の制御信号301から指定により判断される。データシンボルは本来同期検波され、送信機から送出されたデータを復調される。

【 0 0 4 1 】

パイロットシンボル逆変調器 2 3 3 は、基準パイロットシンボル生成器 2 3 2 から当該スロットに対応するパイロットパターンを供給され、パイロットシンボル区間検出部 2 3 1 から入力される受信パイロットシンボルの変調成分をキャンセルする。基準パイロットシンボル生成器 2 3 2 から供給される逆変調に必要な当該スロット及び当該シンボルレートのパイロットシンボルパタンの設定は、制御部 5 0 0 の制御信号 3 0 1 からの指定により行われる。

【 0 0 4 2 】

制御回路 2 3 9 は、制御部 5 0 0 からの制御信号 3 0 1 を受け、パイロット区間長をパイロットシンボル区間検出部 2 3 1 へ、当該受信デジタル信号のシンボルレートを基準パイロットシンボル生成部 2 3 2 に出力する。

【 0 0 4 3 】

パイロットシンボル逆変調器 2 3 3 で逆変調されたパイロットシンボルはシンボル単位の複素ベクトル表現されて、逆変調パイロットシンボル同相加算器 5 1 0 のバッファメモリ 5 1 3 に出力される。バッファメモリ 5 1 3 に貯えられた逆変調後のパイロットシンボルを表す複素ベクトルは、制御部 5 0 0 の制御信号 3 0 4 により制御部 5 1 9 で指定されたシンボル分だけ同相加算器 5 1 1 で同相加算された後、加算合成器 5 2 0 へ出力される。

【 0 0 4 4 】

制御部 5 1 9 は、制御信号 3 0 4 により指定される同相加算パターン及び同相加算シンボル数の情報を受け、同相加算パターン生成回路 5 1 2 へバッファメモリ 5 1 3 と同相加算回路 5 1 1 の制御の指示を出す。

【 0 0 4 5 】

図 3 に示すように、加算合成器 5 2 0 では、逆変調パイロットシンボル同相加算器 5 1 0 の出力を複素加算器 5 2 1 で加算し、それを周波数オフセット推定部 5 3 0 内にあるバッファメモリ 5 3 1 に出力する。

【 0 0 4 6 】

ここで、図 4 を利用して同相加算器 5 1 1 の説明を行う。図 4 では、当該チャネルのシンボルレートを F_s としている。ここで、図 4 の最上段にあるパイロツ

トシンボルと書かれた四角の箱をパイロットシンボル逆変調部 2 3 3 から供給される複素ベクトルと仮定する。このとき、前記従来方式では、当該シンボルレート F_s 毎に複素ベクトル間の共役複素乗算が実行されるため、それを表現すると図 4 (1) のようになる。ここでは、シンボル周期 ($1/F_s$) 毎の複素ベクトル間で共役複素乗算が行われることを示している。

【0047】

一方、本実施形態では、パイロットシンボル逆変調器 2 3 3 から供給される複素ベクトルを当該シンボルレートの 1 シンボルよりも長い区間に渡って同相加算することを特徴とする。例えば、図 4 (2) では同相加算単位を 3 パイロットシンボル区間の 3 シンボル周期 ($3/F_s$) として、3 パイロットシンボル分の複素ベクトルが同相加算されており、図 4 (3) と図 4 (4) では 2 パイロットシンボル分の 2 シンボル周期 ($2/F_s$) の複素ベクトルが同相加算されていることを表している。このように、周波数オフセットを求めるための共役複素演算を取るための複素ベクトルを当該シンボル周期より長い区間に渡って同相加算することにより、複素ベクトルの S/N が大幅に改善される。

【0048】

いま、複素ベクトルに含まれる雑音の分散を σ の 2 乗とすると、共役複素演算の結果に含まれる分散は 2 倍の σ の 4 乗になる。この場合、図 4 (1) の共役複素乗算の結果を平均したときの雑音の分散は $2 \times \sigma^4 \div 3$ である。一方、図 4 (2) に示す構成で複素乗算を実行した場合、そこに含まれる雑音の分散は $\sigma^2/2$ であり、圧倒的に分散が小さくなる。したがって、共役複素演算で複素ベクトル間の位相差を求める方式においては、周波数オフセットの推定精度を高めるためには、元となる複素ベクトル内の S/N を高めておく必要がある。本発明による本実施形態は、この点において従来方式の特性を上回っている。

【0049】

同相加算パターン生成 5 1 2 は、制御部 5 1 9 から入力される同相加算パターンと同相加算シンボル数の情報を受け、同相加算器 5 1 1 とバッファメモリ 5 1 3 に対して図 4 (2) から図 4 (4) に示すような同相加算のパターンが行われるように制御する機能を持つ。同相加算パターン生成部 5 1 2 は、制御部 5 0 0 からの指

定を受けた制御部 5 1 9 の指示にしたがって動作する。周波数オフセット推定部 5 3 0 のバッファ 5 3 1 に貯えられた複素ベクトルは、制御部 5 3 9 の指定を受けて、図 4 の (2) から (4) に示すような複素ベクトルを共役複素乗算器 2 5 2 に出力し、位相差ベクトルを求めて平均化部 2 5 3 に出力する。

【0 0 5 0】

尚、図 4 では位相差ベクトルを求めるのに隣接する複素ベクトルを選択しているが、これは必ずしもそれに限定する必要はない。例えば、図 4 において、パイロットシンボルが 8 シンボルで、図 4 (2) における同相加算単位が 5 シンボル区間の場合を考える。このとき、共役複素乗算を計算できる複素ベクトルの数は 4 つとなるが、始めと最後の複素ベクトルだけで共役複素乗算を計算し、位相差ベクトルを求める構成も取れる。但し、このときは、角度・周波数オフセット変換部 2 5 5 でシンボル当たりの周波数オフセットを求める際、角度情報を 3 で割る必要がある。本実施形態では、この” 3 ”を角度・周波数オフセット変換ファクタと呼ぶ。

【0 0 5 1】

このような制御は制御部 5 3 9 が担当する。制御部 5 3 9 は、制御部 5 0 0 から制御信号 3 0 1 で供給されるシンボルレート情報と制御信号 3 0 4 で供給される位相差平均加算数、角度・周波数オフセット変換ファクタと周波数オフセット変更の有効・無効情報をもとに、バッファメモリ 5 3 1 と平均化部 2 5 3、角度・周波数オフセット変換部 2 5 5 を制御する。

【0 0 5 2】

たとえば、制御部 5 3 9 は、周波数オフセット推定に必要なシンボルレートの情報を角度・周波数オフセット変換部 2 5 5 に提供する。また、平均化部 2 5 3 に対して、制御信号 3 0 4 から供給される位相差平均加算数分だけ、共役複素乗算器 2 5 2 から供給される位相差ベクトルの平均化を行う。ここでの平均操作は単純な加算平均でも、移動平均でも、リーク係数付きの平均でも良い。

【0 0 5 3】

更に、角度・周波数オフセット変換部 2 5 5 に対して、制御信号 3 0 1 で供給される当該チャネルのシンボルレートを供給し、シンボル当たりの角度情報をシ

ンボルレート当たりの周波数オフセットに変換させる。また、同様に、制御信号 3 0 4 で供給される周波数オフセット変更の有効・無効情報をもとに角度・周波数オフセット変換部 2 5 5 の出力を抑制させる機能を持っている。

【 0 0 5 4 】

また、パスサーチ 2 6 0 において有効パスが検出されなかった場合、パスサーチ 2 6 0 から制御部 5 0 0 に通知され、制御部 5 0 0 から制御信号 3 0 1, 3 0 4 として通知され、制御部 5 3 9 からの制御によって平均化器 2 5 3 の平均操作が停止される。平均操作を行うか否か、どの種の平均化操作を行うかの指定は制御部 5 3 9 が平均化器 2 5 3 に制御を行う。平均化器 2 5 3 で平均された位相差ベクトルは角度変換器 2 5 4 で位相差ベクトル表現から角度表現に変換される。位相差ベクトル表現から角度表現への変換は、位相差ベクトルの虚数部と実数部とを用いてアークタンジェント変換 ($\text{arch tan (虚数部/実数部)}$) により実現される。変換された角度表現は、制御部 5 3 9 から指定される当該チャネルのシンボルレートを用いて、角度・周波数オフセット変換器 2 5 5 で周波数オフセット表現に変換される。

【 0 0 5 5 】

角度・周波数オフセット変換器 2 5 5 で変換された周波数オフセット表現は T C X O 制御部 2 7 0 に出力される。尚、ここで、パスサーチ 2 6 0 において有効パスが検出されなかった場合、周波数オフセット表現の T C X O 制御部 2 7 0 への出力は停止される。制御部 5 3 9 は、制御部 5 0 0 からの指定にしたがって、平均ベクトル数や平均操作の可否の指定を平均器 2 5 3 に、シンボルレート情報、同相加算パタン及び周波数オフセット表現出力の可否の指定を角度・周波数オフセット変換部 2 5 5 に供給する。

【 0 0 5 6 】

T C X O 制御部 2 7 0 は、周波数オフセット推定部 2 5 0 から供給される周波数オフセット値に応じて、T C X O 2 0 0 に掛ける電圧を制御する機能を持つ。より具体的には、制御部 3 0 0 の制御信号 3 0 2 により指定されるテーブルを用いて、周波数オフセットに応じる T C X O の制御電圧を求める。このとき、T C X O の制御電圧は周波数オフセットを補償する方向に選択される。求まった制御

電圧はデジタル値であり、それはD/A変換部105でアナログ値に変換された後、LPF202を介してTCXO200に供給される。

【0057】

一方、パスサーチ260はA/D変換部103から供給される受信信号に基いてディレイプロファイルを求め、逆拡散部220で必要な逆拡散のタイミングを求める。ディレイプロファイルを求める区間及び平均区間の長さは、制御部500からの制御信号301の指定に応じて決定される。パスサーチ260では当該受信信号に何個の有効マルチパスが存在するかも判定し、その結果の制御信号303を制御部500に出力する。制御部500では、有効パスがまったくない場合、周波数オフセット推定部250での周波数オフセットの更新操作を停止させる。

【0058】

最後に、上記本発明の実施形態では、周波数オフセットを求めるためのパイロットシンボルの同相加算数を、当該シンボル区間以上に取りように記載されているが、場合に応じて、同相加算シンボル区間数を1にすることも可能である。例えば、シンボルレートが十分小さい場合、従来方式のようなパイロットシンボルだけを用いて、周波数オフセットを求めることできる。このような制御は図1における制御部500が行う。

【0059】

なお、上記実施形態では、逆拡散部を2つの場合について説明したが、更に3つ以上の逆拡散部を設けることにより、パスサーチに応じた逆拡散時における乗算用拡散信号を正確に高速に選択することができるので、好都合である。また、この3つ以上の逆拡散部により、パイロットシンボル逆変調と逆変調パイロットシンボル同相加算器も3つ以上となり、加算合成器による加算の結果、より緻密な周波数オフセット信号が得られ、TCXOの周波数ずれを正確に補正することができ、データ復調を正確に行うことができる。

【0060】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、パイロットシンボルとデータシンボル

が時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもと拡散率を可変にすることにより、可変送信シンボルレートを実現するCDMA方式において、パイロットシンボルを当該チャネルのシンボル周期より長い区間に渡って同相加算させることにより、周波數位相差を求めるための複素ベクトル内のS/Nを向上させることができ、従来方式より高精度な周波数オフセットの推定が可能な自動周波数制御方式を提供できるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施形態としての自動周波数制御装置を示すブロック図である。

【図 2】

本発明による図 1 中のパイロット逆変調及び逆変調パイロットシンボル同相加算の詳細を示すブロック図である。

【図 3】

本発明による図 1 中の加算合成及び周波数オフセット推定の詳細を示すブロック図である。

【図 4】

本発明による図 2 中の同相加算の詳細を示すための図である。

【図 5】

従来の自動周波数制御装置を示すブロック図である。

【図 6】

本発明が想定するフレームフォーマットを示す図である。

【図 7】

図 5 中のパイロット逆変調、加算合成及び周波数オフセット推定の詳細を示すためのブロック図である。

【図 8】

図 7 中のパイロット逆変調の詳細を示すブロック図である。

【符号の説明】

1 0 0 RF 信号入力端子

1 0 1 AGC

1 0 2 L P F
 1 0 3 A / D 変換部
 1 0 5 A / D 変換部
 2 0 0 T C X O
 2 0 1 周波数変換部
 2 0 2 第 1 局所周波数発生部
 2 0 3 第 2 局所周波数発生部
 2 1 0 直交復調部
 2 2 0 逆拡散部
 2 3 0 パイロットシンボル逆変調部
 2 3 1 パイロットシンボル区間検出部
 2 3 2 基準パイロットシンボル生成部
 2 3 3 パイロットシンボル逆変調器
 2 3 9 制御部
 2 5 2 共役複素乗算器
 2 5 3 平均器
 2 5 4 角度変換部
 2 5 5 角度・周波数オフセット変換部
 2 6 0 パスサーチ
 2 7 0 T C X O 制御部
 5 0 0 制御部
 5 1 0 逆変調パイロットシンボル同相加算器
 5 1 1 同相加算器
 5 1 2 同相加算パターン生成器
 5 1 3 バッファメモリ
 5 1 9 制御部
 5 2 0 加算合成部
 5 2 1 複素加算器
 5 3 0 周波数オフセット推定部

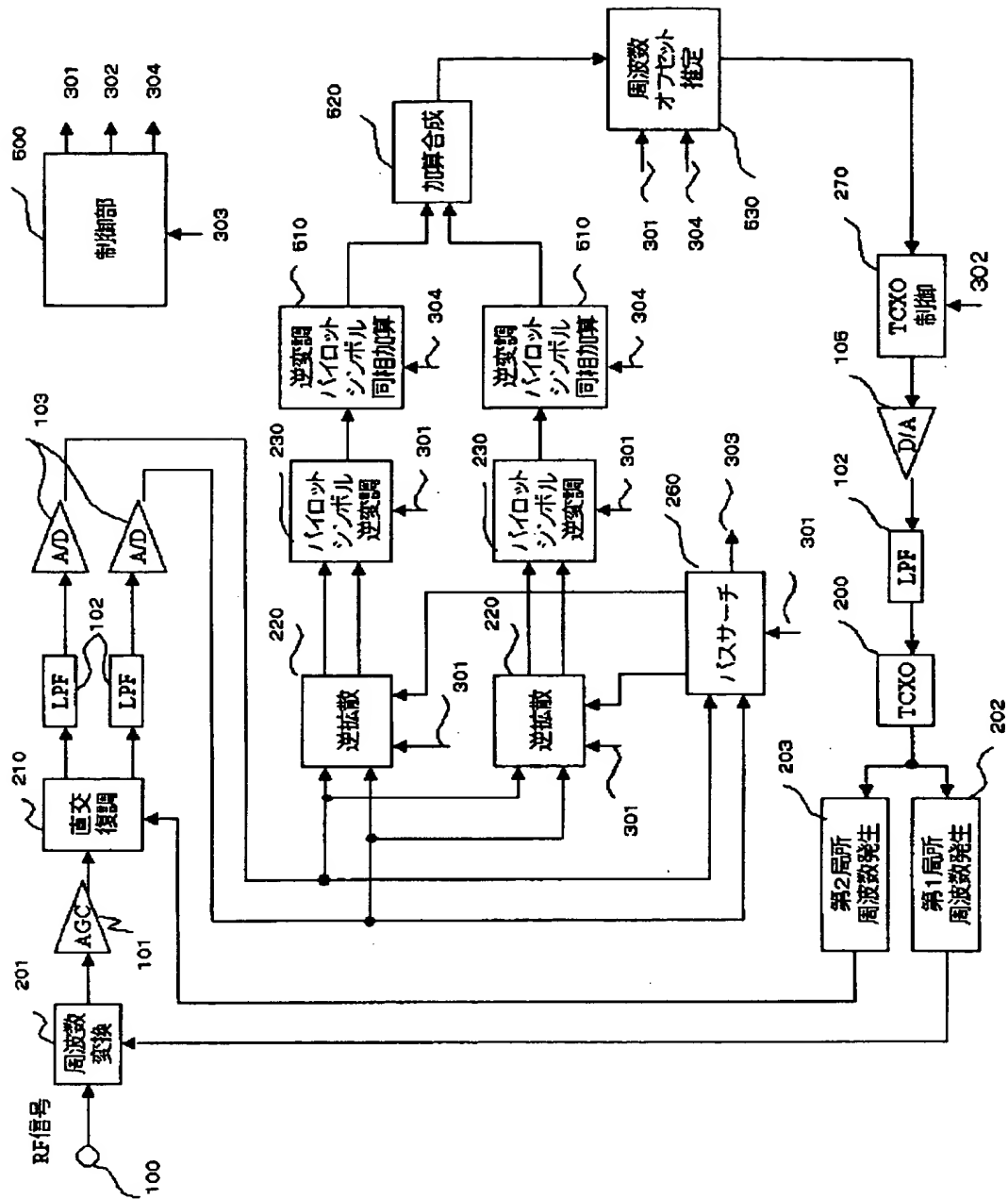
5 3 1 バッファメモリ

5 3 9 制御部

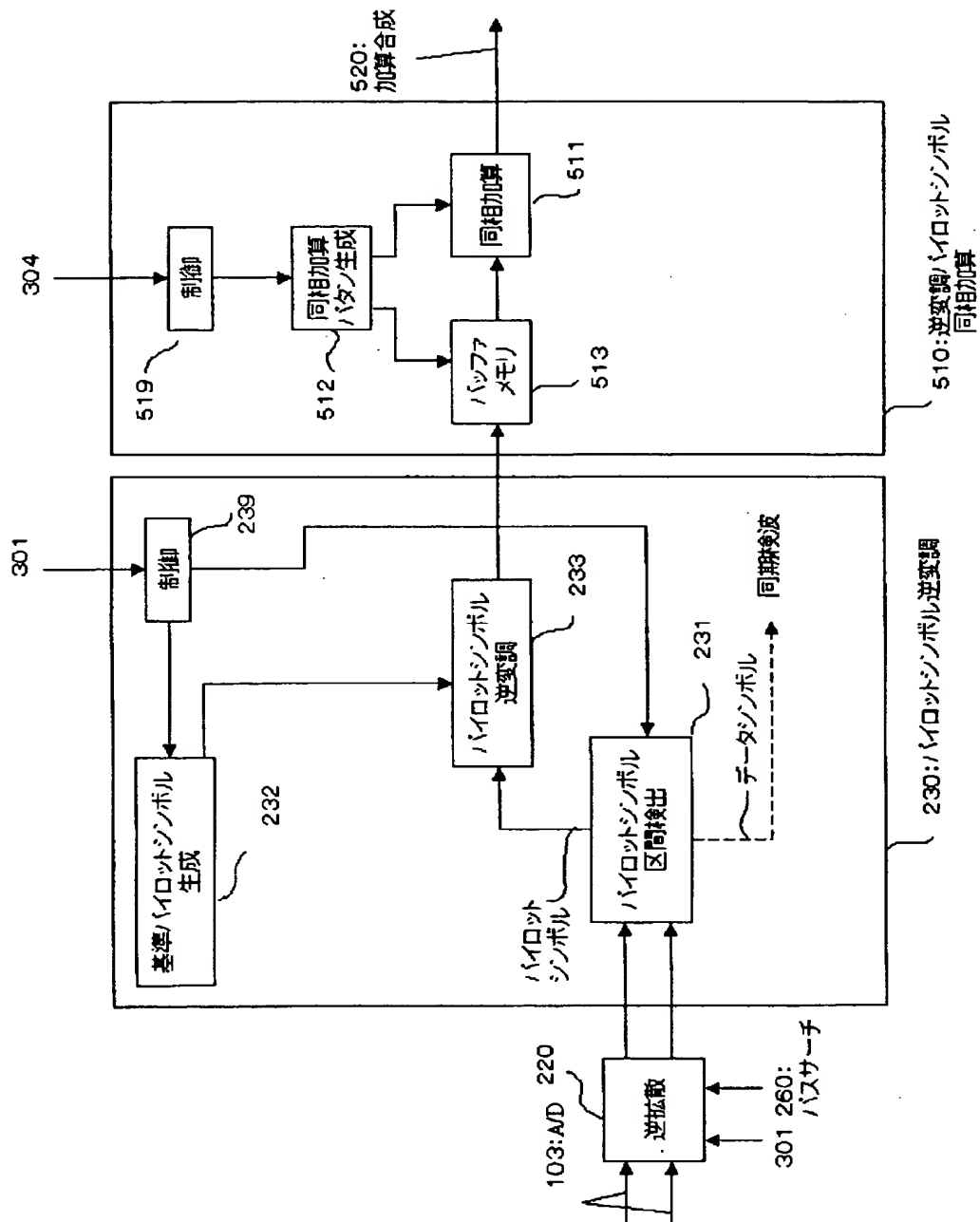
【書類名】

図面

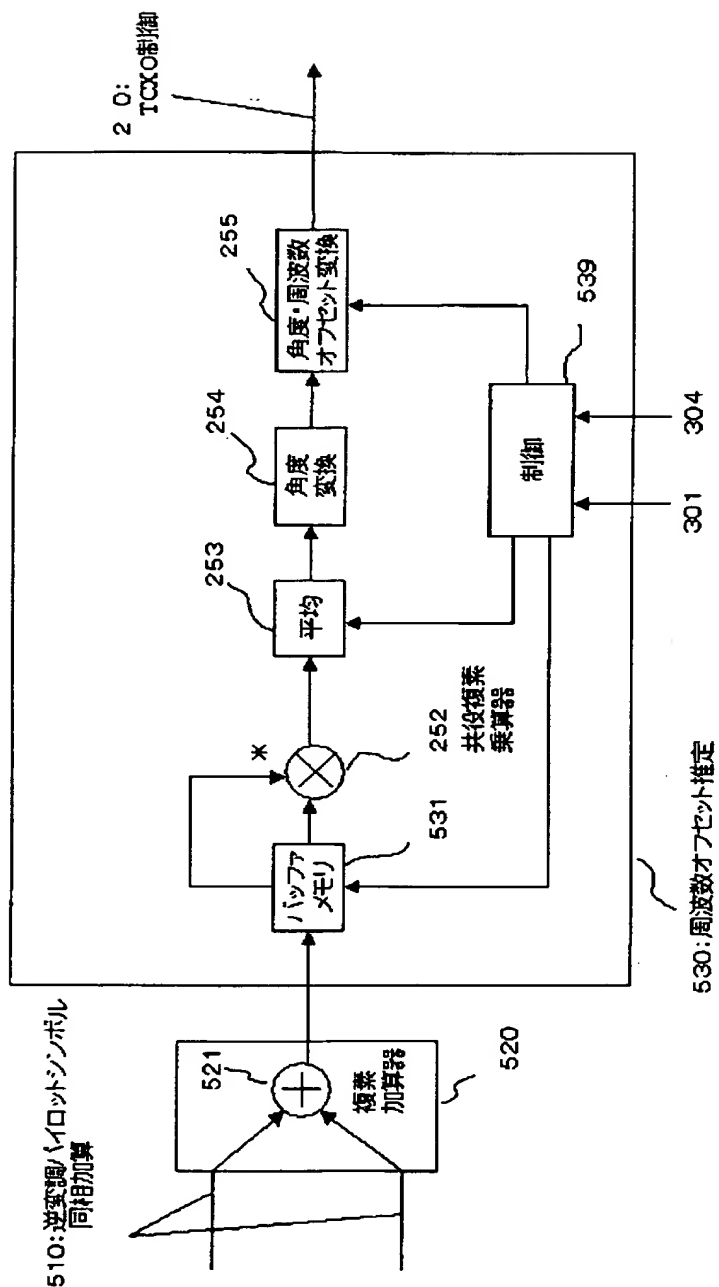
【図 1】



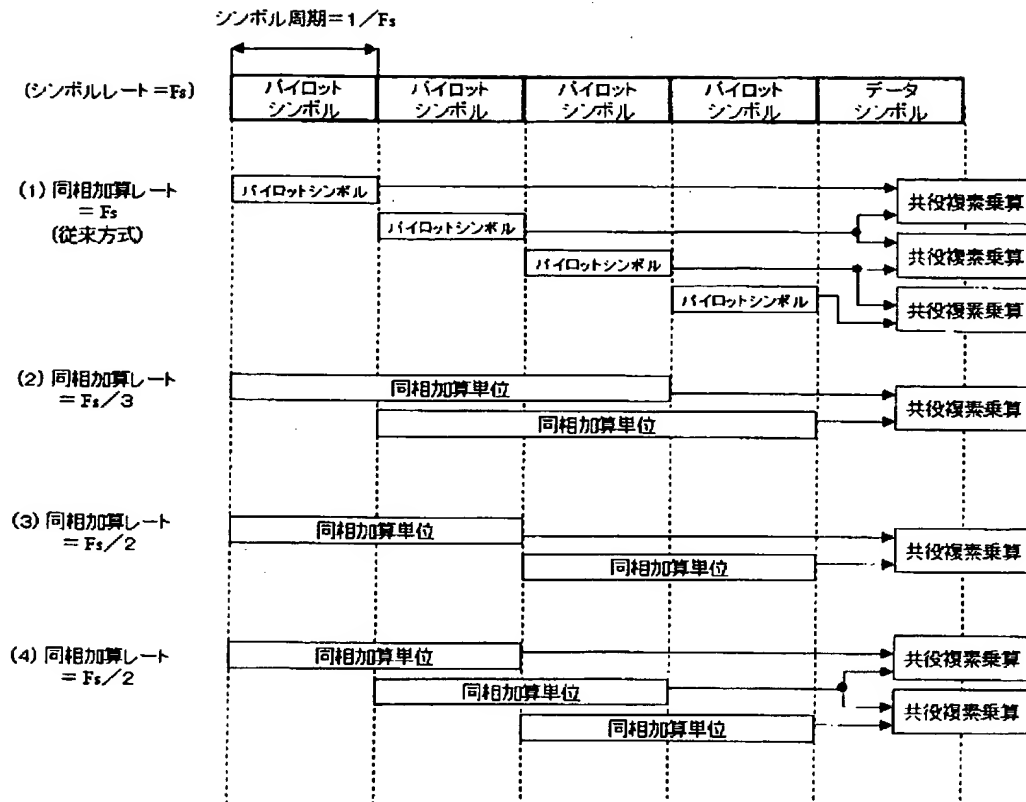
【圖 2】



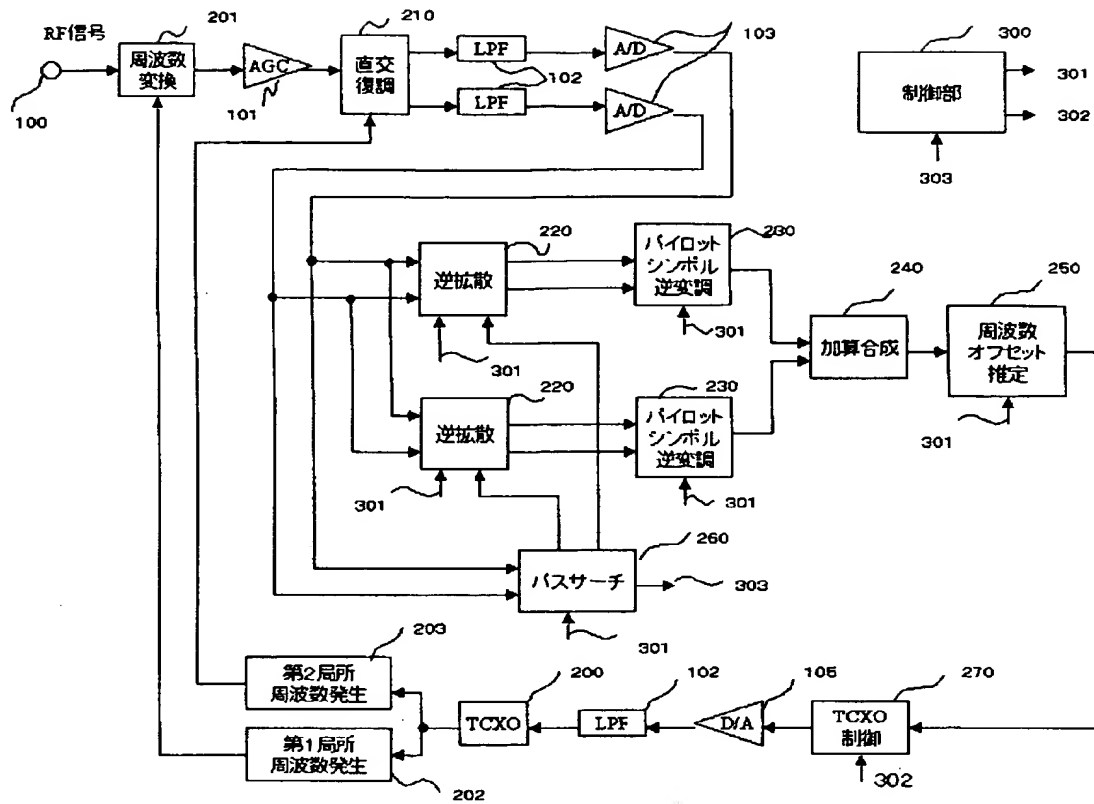
【図 3】



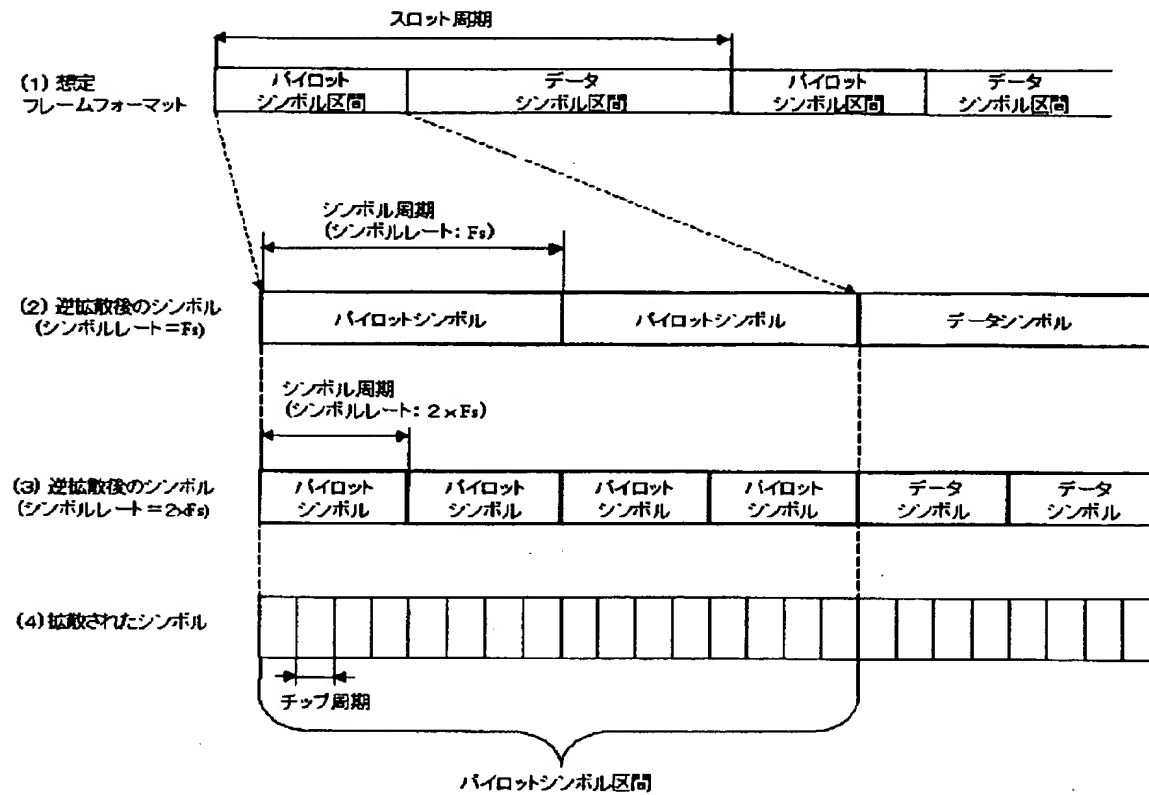
【図 4】



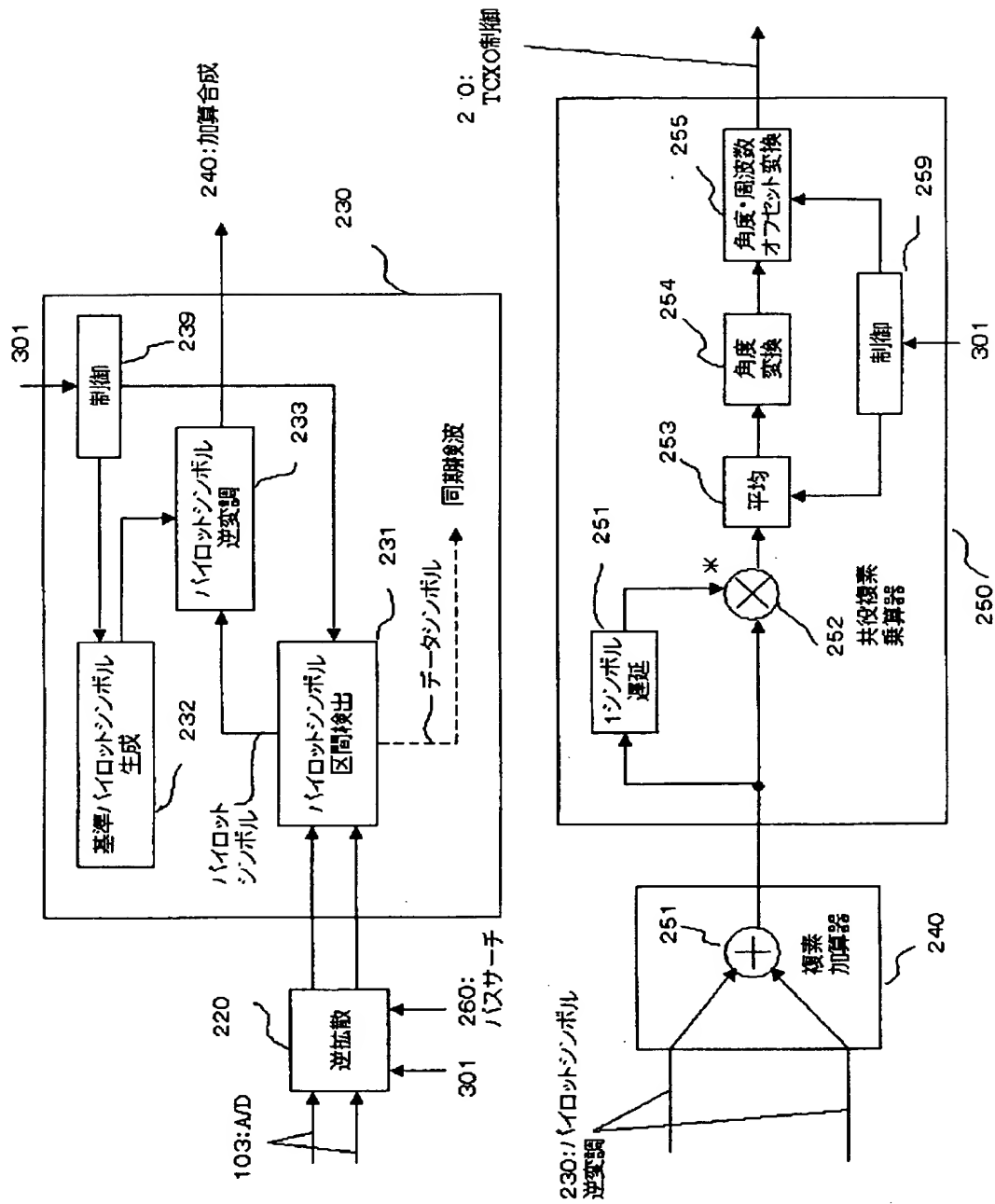
【図 5】



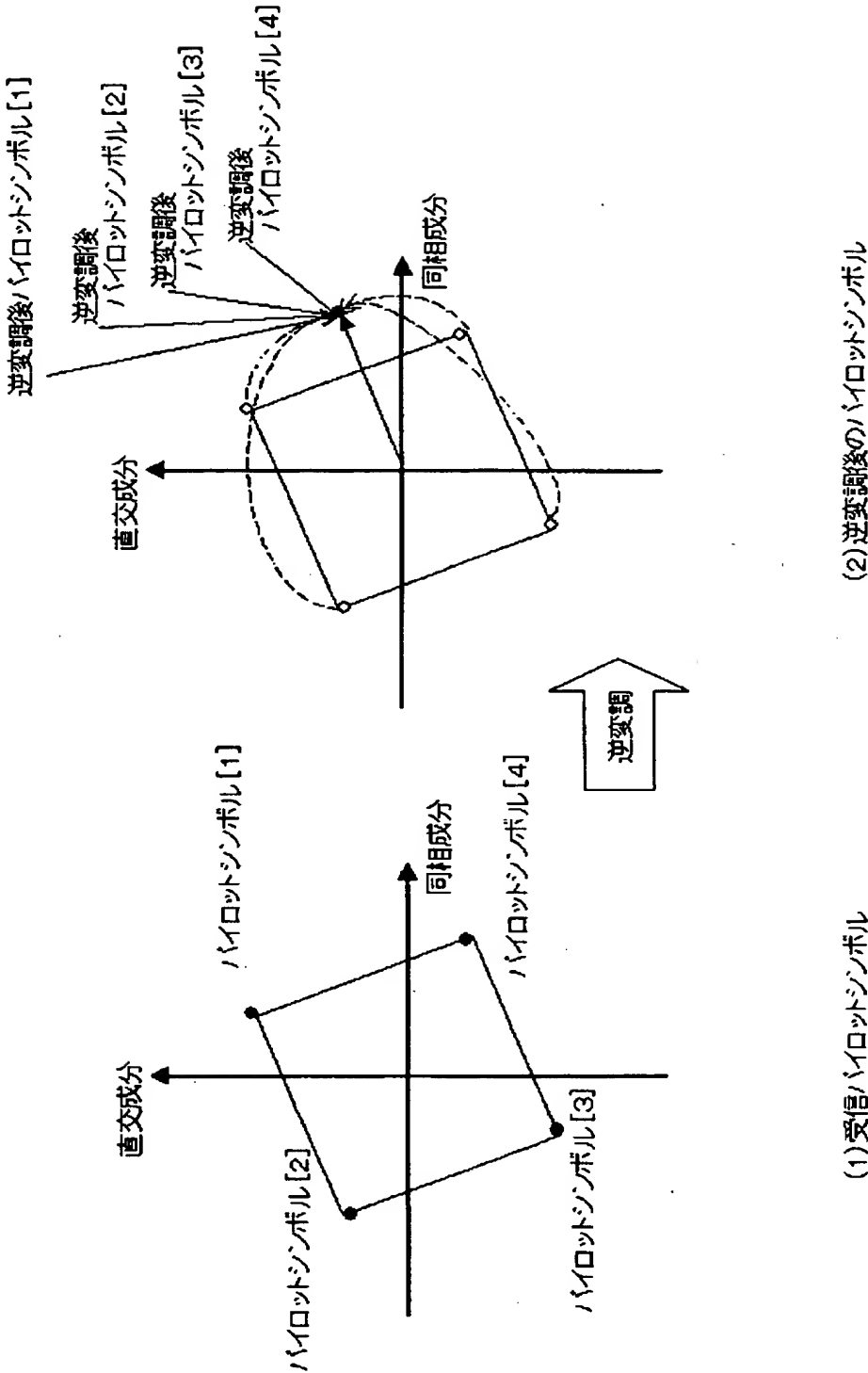
【図 6】



【図 7】



【 図 8 】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 パイロットシンボルとデータシンボルが時間多重されて送信されるフレームフォーマットを持ち、一定チップレートのもと拡散率を可変にすることにより可変送信シンボルレートを実現するCDMA方式において、高いシンボルレートのチャンネルに対しても、高い周波数精度で周波数オフセットの推定が可能な自動周波数制御方式を提供することにある。

【解決手段】 パイロットシンボルをパイロットシンボルの情報変調成分をキャンセルした複素ベクトル表現に変換した後、予め定められたシンボル区間に渡って前記複素ベクトル表現を少なくとも2通りに同相加算し、前記同相加算された複数の複素ベクトル表現間の共役複数乗算を基に周波数オフセット推定する構成を備えている。このような構成により周波数オフセットを推定するための複素ベクトル表現自体の S/N が高くなり、従来より高い推定精度の自動周波数制御方式を実現する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 4 2 3 7]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 9 日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目 7 番 1 号
氏 名	日本電気株式会社